



HAL
open science

Perspectives Offertes par la Radio Impulsionnelle Ultra-Large Bande pour les Communications Sans-Fil à Courte Portée et Faible Consommation

R. Vauché, Jean Gaubert, N. Dehaese, Sylvain Bourdel

► **To cite this version:**

R. Vauché, Jean Gaubert, N. Dehaese, Sylvain Bourdel. Perspectives Offertes par la Radio Impulsionnelle Ultra-Large Bande pour les Communications Sans-Fil à Courte Portée et Faible Consommation. Journées scientifiques URSI, énergies et radiosciences, Mar 2016, Rennes, France. hal-01455457

HAL Id: hal-01455457

<https://amu.hal.science/hal-01455457>

Submitted on 7 Feb 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Perspectives Offertes par la Radio Impulsionnelle Ultra-Large Bande pour les Communications Sans-Fil à Courte Portée et Faible Consommation

Rémy Vauché*, Jean Gaubert*, Nicolas Dehaese*, Sylvain Bourdel**

* Aix-Marseille Université, CNRS, Université de Toulon, IM2NP UMR 7334 Marseille, France

** Université Grenoble Alpes, IMEP-LAHC, F-38000 Grenoble, France

Mots clés : Radio Impulsionnelle, Ultra-Large Bande, Faible Consommation, Gestion de la Consommation, Impulse Radio, Ultra-Wide Band, Low Power, Power Management

Résumé

En raison de la nature discontinue des communications basées sur la radio impulsionnelle, il apparaît que plus le débit de transmission des données est élevé et plus les émetteurs et récepteurs utilisés peuvent être économes en énergie. De ce fait, la radio impulsionnelle paraît bien adaptée aux applications à courte portée notamment lorsque des débits élevés sont requis. Cependant, devant le nombre d'applications nécessitant uniquement des débits de quelques octets par seconde ou moins, l'implémentation de techniques permettant la minimisation de la consommation devient alors primordiale en radio impulsionnelle. En effet, ces techniques permettent de réduire considérablement la partie statique de la consommation et ainsi, de faire tendre un système vers son efficacité énergétique maximale constatée normalement qu'en haut débit. Pour ce faire, des stratégies de conception côté émetteur ainsi que des systèmes de minimisation de la consommation côté récepteur sont proposées, puis leur intérêt est démontré sur des circuits existants.

Due to the gated nature of ultra-wideband impulse radio communications, it appears that the higher the data rate is, the more energy-efficient IR-UWB emitters and receivers are. Thus, impulse radio is intrinsically well-suited for short range applications when high data rate are required. However, many applications require low data rate until some bytes per second or less, integration of power-saving techniques becomes essential for impulse radio. These techniques indeed allows the static part of the power consumption to be drastically reduced and then to achieve an energy efficiency for every bit rate closed to its maximum normally obtained at high bit rate only. To do this, some design strategies for emitters and power management schemes for receivers are proposed and their efficiency is demonstrated on existing circuits.

Introduction

En raison d'une grande variété de besoins, de nombreuses technologies sans fil ont été mises en œuvre pour les applications nécessitant une portée de l'ordre de la dizaine de mètres telles que : a) l'IDentification par Radio Fréquence à 900MHz (UHF - RFID) [1][2], b) les systèmes bande étroite à 2,45GHz (2,45GHz-NB) [3][4][5], et c) la Radio Impulsionnelle Ultra-Large Bande (IR-UWB) [6][7][8]. A ce jour, les systèmes les plus matures rencontrés sont basés sur les technologies RFID, notamment dans le transport et la logistique, où des « étiquettes » sont télé-alimentées par une station de base. Cependant, des systèmes à bande étroite optimisés spécifiquement pour les applications faible consommation ont également fait leur apparition tel que le « Bluetooth Low Energy » (BLE) à 2,45GHz [4][5], tandis que l'usage de la radio impulsionnelle dans la bande 3,1GHz-10,6GHz pour les transmissions de données reste encore aujourd'hui relativement confidentielle.

Néanmoins, en comparant comme cela est fait sur la figure 1 quatre paramètres essentiels d'une liaison sans fil à savoir : portée, débit, efficacité énergétique des émetteurs (TX) et des récepteurs (RX) en bit/J (débit divisé par l'énergie nécessaire à sa transmission ou sa réception pendant une seconde), il apparaît que la radio impulsionnelle est complémentaire des deux autres technologies citées précédemment. En effet, bien que les technologies à bande étroite fonctionnant à 2,45GHz paraissent les mieux adaptées en ce qui concerne la portée et ce pour des débits de données allant jusqu'à 1Mbps, elles ne permettent de transmettre qu'une quantité limitée d'information à quantité d'énergie fixée. A contrario, les systèmes RFID semblent être les plus économes en énergie côté étiquette mais sont encore plus limités du point de vue du débit, d'autant qu'une station base émettant jusqu'à plusieurs Watts est requise. En ce qui concerne la radio impulsionnelle, bien qu'elle ne puisse être utilisée que pour des communications à courte portée lorsque des récepteurs non-cohérents sont utilisés, il lui est possible d'atteindre des débits élevés tout en présentant des efficacités énergétiques potentiellement constantes quel que soit le débit de communication. Cette spécificité est due à

l'utilisation d'impulsions courtes dans le temps ce qui permet, sans compter les possibilités de localisation, une mise en veille plus aisée des circuits entre deux instants d'émission.

Cette communication est organisée de la façon suivante. La première partie traite des stratégies de minimisation de la consommation des émetteurs et des récepteurs IR-UWB. Elle s'intéresse ainsi aux stratégies de conception des émetteurs et aux techniques de gestion de l'alimentation dans les récepteurs. Dans la seconde partie, un prototype d'émetteur mettant en œuvre les techniques de conception proposées est tout d'abord présenté avec ses résultats de mesure, puis, un récepteur est présenté avec une analyse de ses performances du point de vue de la consommation selon qu'un mode de mise en veille est utilisé ou non, de même qu'une estimation de son temps de mise en route.

1. Les techniques de minimisation de la consommation en radio impulsionnelle ultra-large bande

Dans les systèmes impulsionnels tels que les systèmes IR-UWB, des modulations impulsionnelles sont utilisées en lieu et place des modulations classiques sur porteuse pour transmettre des données. Ces données sont alors représentées par la présence ou l'absence d'impulsions particulières, appelées également symboles et ce, à des instants particuliers définis par le débit symbole utilisé. Du fait que la durée des impulsions utilisées est de l'ordre de la nanoseconde, celle-ci est généralement brève devant la période moyenne de répétition des impulsions notée PRF_{MEAN} . De ce fait, la puissance consommée par un émetteur (ou récepteur) IR-UWB, peut alors être considérée comme étant égale à une puissance constante notée ici P_{DC} quand aucune impulsion n'est émise (ou reçue). Dans le cas contraire, une énergie additionnelle notée E_{AC} est consommée quand une impulsion est émise (ou reçue). Ainsi, il est possible d'écrire la puissance P_C consommée par un système IR-UWB comme étant la somme de ces deux contributions telle que :

$$P_C = P_{DC} + E_{AC} \times PRF_{MEAN} \quad (1)$$

où PRF_{MEAN} est la fréquence moyenne de répétitions des impulsions. L'expression de l'efficacité énergétique (en bit/J) présentée dans l'introduction s'exprime alors dans ce cas par :

$$\eta_{XX} = \frac{D_b}{P_C} = \frac{D_b}{P_{DC} + E_{AC} \times PRF_{MEAN}} \quad (2)$$

où D_b est le débit binaire et où XX désigne un émetteur (TX) ou un récepteur (RX).

1.1. Choix de la modulation impulsionnelle en fonction des contraintes de consommation et de portée visées

La partie dynamique P_{AC} de la puissance consommée P_C peut être définie comme étant fonction du débit binaire D_b telle que :

$$P_{AC} = E_{AC} \times PRF_{MEAN} = E_{AC} \times D_b / N \quad (3)$$

où N est le nombre moyen de bits transporté par impulsion et qui dépend donc de la modulation utilisée. Du point de vue de l'émetteur, plus N est grand et plus P_{AC} est faible, alors que du point de vue du récepteur, plus N est grand et plus la complexité de son architecture s'accroît. Un compromis entre la réduction de P_{AC} côté émetteur et l'accroissement de la complexité côté récepteur, généralement inversement proportionnelle à sa consommation, doit donc être fait. Ainsi,

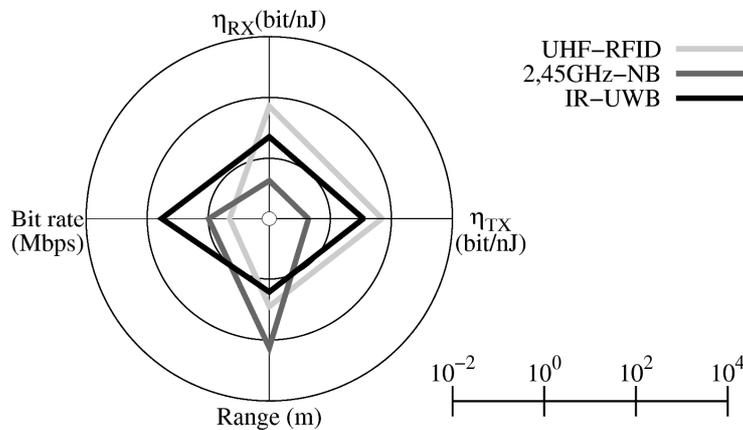


Figure 1. Comparaison de technologies de communications sans-fil à partir de performances publiées dans la littérature (étiquettes UHF-RFID [1][2], transmetteurs 2,45GHz-NB [3][4][5], transmetteurs IR-UWB [6][7][8]).

les modulations de type tout ou rien (OOK pour « On-Off Keying »), où N est égal à 2, sont un bon compromis puisqu'elles permettent d'être démodulées avec de simples récepteurs non-cohérents dont la consommation est bien inférieure aux récepteurs cohérents [9]. De plus, la modulation impulsionnelle OOK usuelle peut être remplacée par une modulation OOK aléatoirement alternée (RA-OOK pour « Randomly Alternate OOK ») telle que définie dans [6], ce qui permet d'accroître le débit binaire et/ou la portée en comparaison d'une modulation impulsionnelle BPSK (requérant un démodulateur cohérent) et ce, tout en conservant une Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (EIRP pour « Equivalent Isotropically Radiated Power ») moyenne constante grâce aux propriétés des modulations impulsionnelles [6].

1.2. Stratégies pour la conception d'émetteurs impulsionnels ultra-large bande faible consommation

En IR-UWB, les émetteurs sont en fait des générateurs d'impulsions qui émettent une forme d'onde particulière dépendant de la configuration de leurs entrées de contrôle et ce, quand un front actif est appliqué sur leur entrée de déclenchement. La puissance qu'ils émettent P_E peut être définie tel que :

$$P_E = E_p \times PRF_{MEAN} \quad (4)$$

où E_p est l'énergie émise lors de chaque envoi d'impulsion. Il est alors possible de définir le rendement en puissance η_p d'un émetteur IR-UWB tel que :

$$\eta_p = \frac{P_E}{P_C} = \frac{E_p \times PRF_{MEAN}}{P_{DC} + E_{AC} \times PRF_{MEAN}} \quad (5)$$

En dérivant le rendement en puissance par rapport à PRF_{MEAN} , il apparaît que le rendement en puissance est maximisé et constant quel que soit la valeur de PRF_{MEAN} si P_{DC} est nul. Ainsi, pour optimiser le rendement en puissance d'un émetteur IR-UWB au fur et à mesure que le débit visé est faible, il est nécessaire de minimiser P_{DC} en utilisant des fonctions dont la consommation est principalement dynamique car il s'agit du paramètre le plus limitant au regard de l'optimisation du rendement en puissance.

Par ailleurs, pour qu'un générateur d'impulsions puisse mettre en œuvre des modulations impulsionnelles, un dispositif de contrôle en bande de base doit être utilisé afin de piloter ses diverses entrées. Dans le cas de modulations impulsionnelles d'amplitude telle que la modulation OOK, le dispositif de contrôle en bande de base ne nécessite alors que deux entrées numériques, *CLOCK* et *DATA* et possède autant de sorties que nécessaire. Les instants d'émission étant donc connus par ce dispositif de contrôle, il peut alors également servir à la mise en route et à la mise en veille des fonctions utiles à la génération des impulsions quand cela est nécessaire, ce qui permet de concentrer la consommation vers sa partie dynamique. Il est ainsi possible pour des fonctions basées par exemple sur des paires différentielles et possédant donc une consommation principalement statique, de désactiver leur source de courant par ce biais et de ce fait de déplacer une grande partie de la consommation statique vers la consommation dynamique [10].

Cependant, à cause des consommations de fuites qui sont quant à elles statiques, il existe une valeur particulière de PRF_{MEAN} en dessous de laquelle P_{DC} ne peut plus être considérée comme étant négligeable devant P_{AC} et ce, même en présence de systèmes de mise en veille. Il peut donc être nécessaire, au fur mesure que le débit visé est faible, d'envisager l'utilisation de techniques de réduction des fuites. C'est ce qui est fait dans [10] et détaillé dans la deuxième partie de cette communication où bien que le générateur soit réalisé à l'aide de fonctions logiques CMOS possédant une consommation principalement dynamique, les fréquences en jeu font que des transistors larges à faible tension de seuil sont utilisés et entraînent une consommation de fuite de plusieurs dizaines de microWatt, soit autant que la consommation dynamique à un débit de 1Mbps.

1.3. Techniques de minimisation de la consommation des récepteurs impulsionnels ultra-large bande

Les récepteurs IR-UWB mais aussi les récepteurs à bande étroite peuvent présenter des consommations très faibles en utilisant des architectures très simples. Ces architectures sont habituellement rencontrées quand des modulations de type OOK sont utilisées du fait que des récepteurs non-cohérents constitués de détecteurs d'enveloppe suffisent à démoduler les données émises. Ainsi, de très faibles consommations peuvent être obtenues pour la tête radiofréquence au détriment de sa sensibilité. Dans [12], un récepteur bande étroite présentant une consommation de 54μW pour un débit de 100kbps et une sensibilité de -72dBm est ainsi présenté.

Une architecture usuelle de récepteur non-cohérent IR-UWB est représentée sur les parties (a) et (b) de la figure 2. Ce circuit est composé d'un amplificateur faible bruit (LNA pour Low Noise Amplifier) et d'un détecteur d'impulsion OOK. Ce type de récepteurs permet d'envisager de très faibles consommations pour des débits faibles et moyens, par l'extinction des circuits radiofréquences entre la réception de deux symboles. [13][14][15] donnent plusieurs exemples

d'implémentation de récepteurs IR-UWB disposant de système de mise en veille où des consommations de l'ordre du microWatt sont obtenus pour des débits faibles et moyens.

Sur la partie (a) de la figure 2, un récepteur disposant d'un système de mise en veille à l'échelle du symbole et auto-synchronisé est donné. Cette mise en veille entre deux symboles reçus nécessite donc une synchronisation avec l'émetteur qui peut être réalisée par un système de récupération de l'horloge et de la donnée (CDR pour « Clock Data Recovery ») pouvant être implémenté tout en respectant des contraintes de faible consommation comme dans [15]. Cependant, un intervalle où le récepteur reste allumé et se synchronise est nécessaire. Cette phase de synchronisation pouvant durer plusieurs dizaines de temps symboles [15], elle dégrade le rendement en puissance du récepteur notamment lorsque de faibles quantités de données sont à transmettre. A la suite de cette phase de synchronisation, le LNA et le détecteur sont allumés pour chaque temps symbole pendant une durée T_{on} . Ce temps est donné par la gigue crête à crête du système de CDR, du temps de mise en route des fonctions radiofréquences et de la durée des impulsions reçues. Dans les récepteurs IR-UWB, les durées de mise en route des fonctions radiofréquences sont typiquement de l'ordre de quelques nanosecondes, alors que la gigue du système de CDR dépend du débit symbole et est de l'ordre de la dizaine de nanoseconde pour un débit de 1Mbps. Dans [15], un récepteur UWB disposant d'un système de mise en veille à l'échelle du symbole et auto-synchronisé présente une consommation de $750 \mu W$ pour un débit de 2Mbps et une sensibilité de $-76.5 dBm$.

Pour éviter de longues phases de synchronisation, un système de mise en veille à l'échelle d'un paquet d'impulsions peut être envisagé. La communication à débit constant peut alors être remplacée par une communication à débit variable où l'envoi des informations à transmettre est concentré sur de courts instants et se fait à un débit D_{BURST} . Pour éviter un changement de l'EIRP moyenne pendant les phases d'émission, la commission fédérale des communications américaines (FCC pour « Federal Communications Commission ») impose uniquement que le débit moyen global soit le même que celui moyenné sur 1ms, du fait que cela correspond au temps de balayage fixée par cette dernière lors de la mesure de l'EIRP moyenne à l'aide d'un analyseur de spectre [16]. La durée maximale d'un paquet d'impulsions T_{BURST} est alors donnée par la relation suivante :

$$T_{BURST} [\text{ms}] = \frac{PRF_{MEAN}}{D_{BURST}} \times 1\text{ms} = \eta_{BURST} \times 1\text{ms} \quad (6)$$

ce qui permet au récepteur d'être éteint pendant la durée T_{IDLE} s'exprimant :

$$T_{IDLE} [\text{ms}] = 1\text{ms} - T_{BURST} [\text{ms}] \quad (7)$$

Ainsi, en utilisant un débit D_{BURST} bien plus grand que PRF_{MEAN} lors de l'envoi des paquets d'impulsions, le ratio η_{BURST} est suffisamment faible pour qu'une réduction de la puissance consommée soit obtenue tout en relâchant les contraintes portant sur la synchronisation par rapport à précédemment. Le récepteur n'a alors plus besoin de système de CDR et de la phase de synchronisation associée puisque la sortie du détecteur peut dans ce cas être échantillonnée et stockée pendant T_{BURST} et démodulée pendant T_{IDLE} . Cependant, ce schéma de communication n'est applicable que pour des débits modérés du fait que le débit binaire instantané doit être suffisamment plus grand que ce dernier pour être rentable. Ceci est d'autant plus vrai qu'un tel système est inutile pour des débits binaires élevés puisque les circuits impulsionsnels présentent alors leur efficacité énergétique maximale comme cela a été vu précédemment.

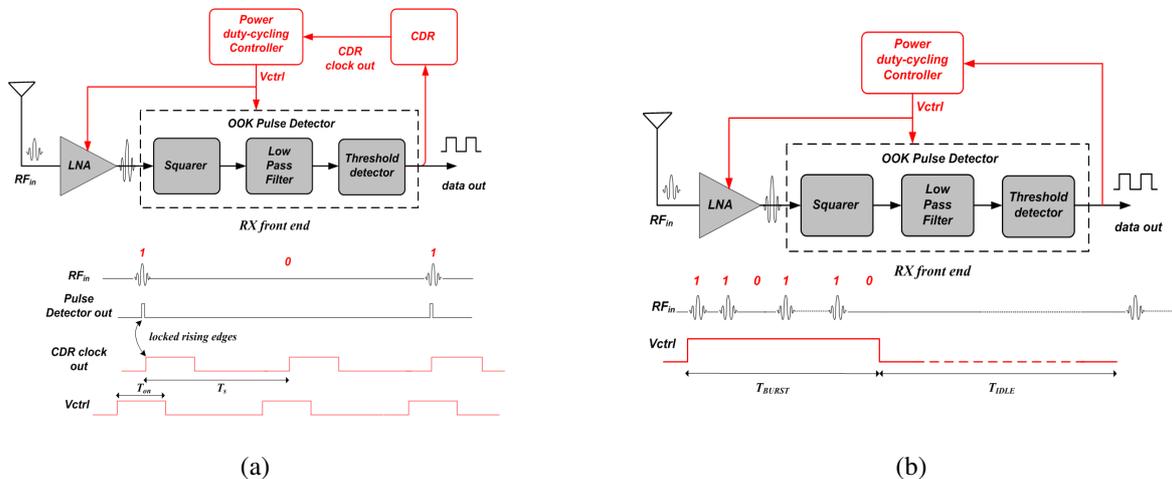


Figure 2. Architectures d'un récepteur disposant d'un système de mise en veille (a) auto-synchronisé à l'échelle de l'impulsion et (b) à l'échelle de paquet d'impulsions.

Le schéma de principe d'un récepteur disposant d'un système de mise en veille à l'échelle du paquet d'impulsions est donné sur la partie (b) de la figure 2. La synchronisation entre la position des paquets et la commande de mise en veille du récepteur ayant des contraintes relâchées, elle peut par exemple être réalisée à l'aide d'un microcontrôleur à faible consommation où l'horloge de ce dernier est synchronisée avec celle de l'émetteur en utilisant des techniques classiques de synchronisation dans les réseaux, ou par l'utilisation d'un système de réveil sans-fil à ultra-faible consommation.

2. Exemples de fonctions réalisées pour la mise en œuvre d'un lien radio-impulsionnelle bas-débit

Pour illustrer les stratégies de conception des émetteurs et les techniques de gestion de l'alimentation dans les récepteurs présentées précédemment, un émetteur à consommation de fuite réduite [11] et un récepteur impulsionnel auto-synchronisé [6] sont présentés dans cette partie. Les deux ont été conçus en technologie CMOS 130nm de la société STMicroelectronics et fonctionnent sous une tension d'alimentation de 1.2V

2.1. Performances d'un émetteur minimisant la consommation statique de fuite

Pour obtenir un émetteur ayant un rendement énergétique aussi bon pour les bas débits que les hauts débits, le choix a été fait de partir sur une architecture basée sur la réponse impulsionnelle d'un filtre. Cette méthode de génération, décrite exhaustivement dans [6], requiert la génération d'une impulsion en bande de base d'une largeur d'environ 75ps qui est ensuite filtrée par un filtre passe-bande. Pour générer l'impulsion en bande de base, un combineur de front constitué d'une ligne à retard et de quelques portes logiques rapides est nécessaire. Des portes logiques CMOS ayant été utilisées pour réaliser ces fonctions et donc présentant normalement une consommation principalement dynamique, il est apparu que les fuites statiques engendrées par celles-ci étaient prépondérantes devant la consommation dynamique du circuit pour des débits inférieurs à 1Mbps. Pour réduire cette consommation de fuite statique, une technique de conception basée sur l'utilisation de transistors à tension de seuil mixte est utilisée pour réaliser un système de mise en route et de mise en veille rapide via leur alimentation.

Dans l'implémentation réalisée et indiquée sur la figure 3, des transistors faibles fuites (LL pour « Low Leakage ») à tension de seuil haute sont ici utilisés pour alimenter le combineur de front via V-VDDX et V-GNDX, lui-même étant réalisé à l'aide de transistors rapides (HS pour « High Speed ») à tension de seuil faible. Enfin, le filtre est entièrement intégré et piloté en courant tel un amplificateur de classe E. Le transistor MOS réalisant cette fonction est également un transistor à faible fuite LL pour réduire autant que possible sa contribution due aux fuites dans la partie statique de la consommation P_{DC} . Cependant, sa largeur est tout de même de 560 μ m afin de maximiser le transfert d'énergie entre le transistor et le filtre.

Concernant le fonctionnement du circuit indiqué sur la partie (a) de la figure 4, le signal de déclenchement CK est tout d'abord retardé (CKd) avant d'être envoyé au combineur de front afin que ce dernier sorte de son mode de veille. CKd est ensuite propagé sur une ligne de retard où deux sorties consécutives de la deuxième cellule (A et B) sont combinées pour générer l'impulsion en bande de base requise. Enfin, le signal CKd est propagé jusque C qui fournit le signal (CKend) nécessaire à la coupure des lignes d'alimentations V-VDDX et V-GNDX par la logique de contrôle, ceci assurant la mise en veille du combineur de front. Plus de détails concernant la conception et le fonctionnement de ce circuit sont disponibles dans [11].

L'émetteur IR-UWB réalisé ici, dont une photographie est disponible sur la partie (b) de la figure 4, occupe une surface de 0,56mm² (0,7mm x 0,8mm) et a été validé en mesure. Comme indiqué sur la figure 5, les impulsions générées sur une impédance de 50 Ω ont une tension crête à crête de 2V ce qui correspond une énergie de 2,15pJ par impulsion émise. De même, elles occupent une bande de fréquence à -10dB de 5,2GHz centrée sur 6,3GHz ce qui dans le domaine temporel correspond à une durée de 0,6ns et accroît aussi bien la précision de localisation que l'immunité aux multi-trajets. Cependant, cela pénalise l'énergie de chaque impulsion émise et donc la portée. La consommation P_{DC} quand aucune impulsion n'est émise est quant à elle de 3,91 μ W et est due pour moitié au transistor pilotant le filtre. Une énergie additionnelle de 69pJ est ensuite nécessaire pour l'émission de chaque impulsion, la moitié étant consommée par la chaîne d'inverseurs permettant d'adapter la sortie du combineur de front au transistor large pilotant le filtre. Ces valeurs permettent d'aboutir à des consommations de 4,26 μ W, 38,4 μ W et 3,45mW pour des débits binaires de 10kbps, 1Mbps et 100Mbps en OOK. Le rendement en puissance et l'efficacité énergétique sont indiqués en fonction du débit binaire sur les parties (a) et (b) de la figure 6. L'émetteur IR-UWB présenté possède un bon rendement en puissance comparé à la littérature jusqu'à des débits supérieurs à 1Mbps et tend vers un rendement en puissance de 3,5% au fur et à mesure que le débit augmente. L'efficacité est quant à elle comparable à l'état de l'art notamment pour les débits inférieurs à 1Mbps et tend quant à elle vers 29,5bit/nJ.

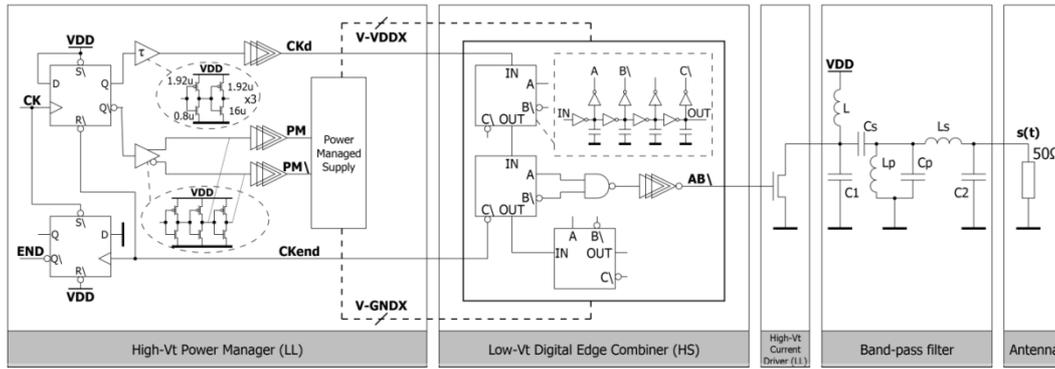


Figure 3. Architecture de l'émetteur IR-UWB à haute efficacité énergétique.

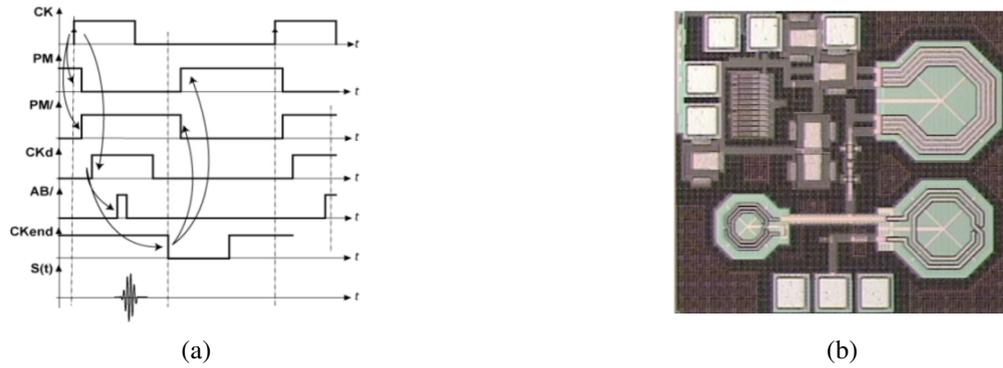


Figure 4. Chronogramme des signaux principaux (a) et photographie (b) de l'émetteur IR-UWB présenté.

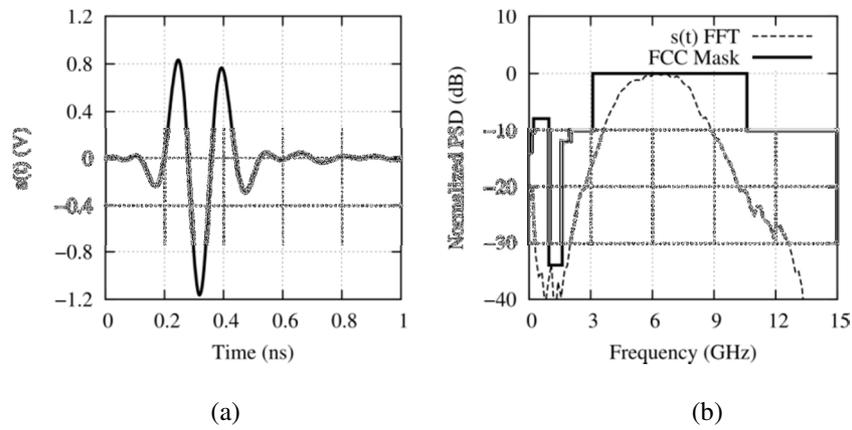


Figure 5. Réponses temporelle (a) et fréquentielle (b) de l'émetteur IR-UWB présenté.

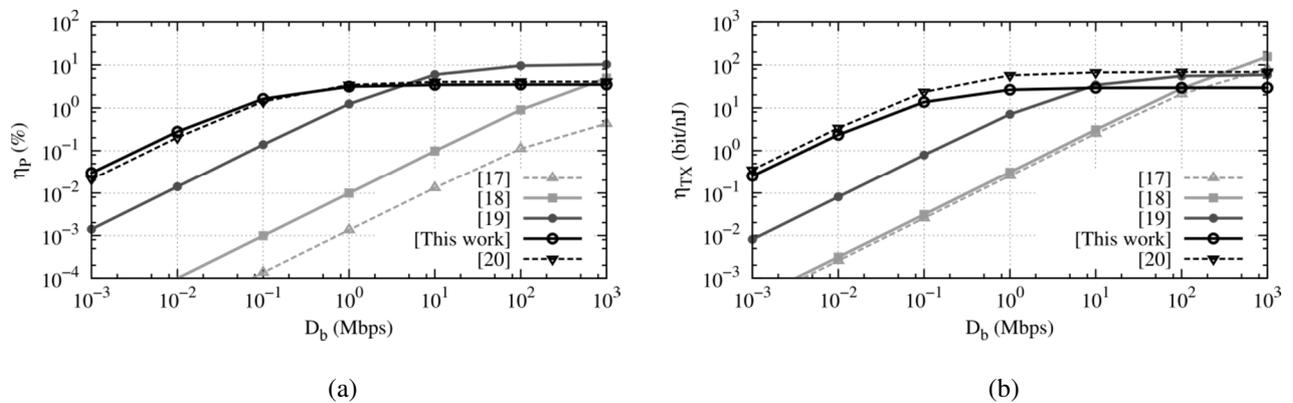


Figure 6. Rendement en puissance (a) et efficacité énergétique (b) de l'émetteur IR-UWB présenté.

2.2. Performances d'un récepteur disposant d'un système de mise en veille

Un récepteur IR-UWB adressant la bande 3GHz-5GHz est présenté dans [6]. Ce récepteur non-cohérent est conçu pour démoduler les signaux impulsionnels OOK et utilise l'architecture présentée sur les parties (a) et (b) de la figure 2. Il est ainsi constitué d'un LNA et d'un détecteur d'impulsion, lui-même constitué d'un étage de mise au carré, d'un filtre passe-bas et d'un détecteur de seuil. Ce récepteur asynchrone ne nécessite aucune référence de fréquence externe. Le LNA agit sur le signal d'entrée comme un filtre passe-bande du second ordre afin d'éliminer les signaux en dehors de la bande de fréquences désirée. De plus, le gain de l'étage de mise au carré chute rapidement au fur et à mesure que le signal sur son entrée diminue, le LNA doit avoir un gain suffisamment fort pour rester éloigné du plancher de bruit des étages qui le suivent et ce pour la distance de communication souhaitée. Pour cela, le gain du LNA a été maximisé et de ce fait consomme à lui seul la plus grande partie de la puissance nécessaire à l'alimentation du récepteur.

Le récepteur IR-UWB réalisé ici, dont une photographie est disponible sur la partie (a) de la figure 7, occupe une surface de 1,43mm² (1,3mm x 1,1mm) et a été validé en mesure. La sensibilité obtenue pour un taux d'erreur binaire de 10⁻³ est de -89.3dBm à 100kbps et de -59.3dBm à 100Mbps. La consommation en puissance est quant à elle de 14,4mW pour un débit maximum de 100Mbps ce qui permet d'atteindre une efficacité de 6,94bit/nJ dans ces conditions comme indiqué sur la partie (b) de la figure 7. En considérant une consommation identique pour un débit de 1Mbps, l'efficacité tombe alors à 0,069bit/nJ. Cependant, même si ce récepteur n'a pas été conçu pour permettre une mise en veille à l'échelle des impulsions, ce qui requiert des temps de démarrage de l'ordre de la nanoseconde, il est tout de même possible d'envisager une mise en veille entre deux paquets d'impulsions transmises à 100Mbps et où le récepteur ne consomme que 36μW. La durée de mise en route est supposée instantanée et la durée de transmission d'un paquet d'impulsions en incluant la phase veille ($T_{BURST} + T_{IDLE}$) est fixée à 1ms pour conserver une EIRP constante selon les conditions de mesure fixées par la FCC [16]. L'efficacité énergétique du récepteur en considérant un système de mise en veille à l'échelle des paquets d'impulsions est ainsi indiquée sur la partie (b) de la figure 7 et est maintenant de 5,57bit/nJ pour un débit moyen de 1Mbps. De par les contraintes qu'ajoute une mise en veille à l'échelle de l'impulsion, la courbe de l'efficacité énergétique dans ce mode de fonctionnement se situe entre celle où le récepteur est toujours activé et celle où une mise en veille à l'échelle de paquet d'impulsions est faite et ce, dès que la durée minimum d'activation est supérieure à 10ns du fait du débit instantané de 100Mbps utilisé ici.

Pour permettre la mise en veille que ce soit à l'échelle d'une impulsion ou d'un paquet d'impulsions, il est au moins nécessaire d'implémenter la possibilité de mettre en veille le LNA qui est la fonction la plus consommatrice d'énergie. Un exemple d'implémentation pratique publié dans [21] est maintenant présenté. Il s'agit d'un LNA différentiel pour la bande 7,5GHz-8,2GHz dont l'entrée *Vctrl* commande sa mise en veille. Le signal *Vctrl* doit alors être fourni par un système de CDR comme celui présenté dans [21]. Le schéma électrique du LNA est représenté sur la partie (a) de la figure 8 et comprend trois étages, un filtre LC permettant l'adaptation à une antenne et deux étages amplificateurs permettant d'obtenir le gain requis en tension. Son architecture différentielle permet d'éliminer le bruit de mode commun généré lors de la mise en route ou de la mise en veille du circuit, ce qui autorise le passage fréquent entre ces deux modes. Dans le cadre de simulations avec prise en compte des éléments parasites, le gain minimum du LNA dans sa bande passante est de 40dB avec un facteur de bruit de 3,2dB. Son paramètre S11 est quant à lui inférieur à -10dB sur cette même bande. Le temps de démarrage des circuits étant fortement influencé par la présence d'inductances parasites comme celles induites par les fils de liaison entre le circuit et le boîtier, leur prise en compte est essentielle pour son estimation. Pour réduire leur influence, des capacités de découplage de valeurs élevées doivent être utilisées de même qu'une attention particulière doit être portée sur la technologie du boîtier utilisé et le plan de câblage associé. Pour évaluer le temps de démarrage du LNA, il est possible d'appliquer un signal sinusoïdal sur son entrée et à sa fréquence centrale. Comme le montre la partie (b) de la figure 8, le LNA est opérationnel 3ns après son activation par le signal *Vctrl*, ce qui reste bien négligeable devant T_{BURST} lorsqu'une mise en veille à l'échelle d'un paquet d'impulsions est faite ou devant le temps de gigue d'une CDR.

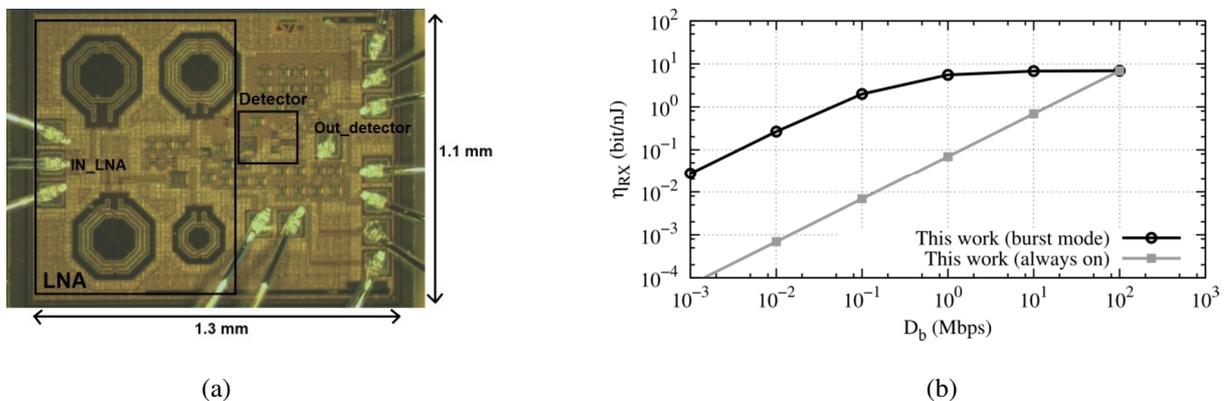


Figure 7. Rendement en puissance (a) et efficacité énergétique (b) de l'émetteur IR-UWB présenté.

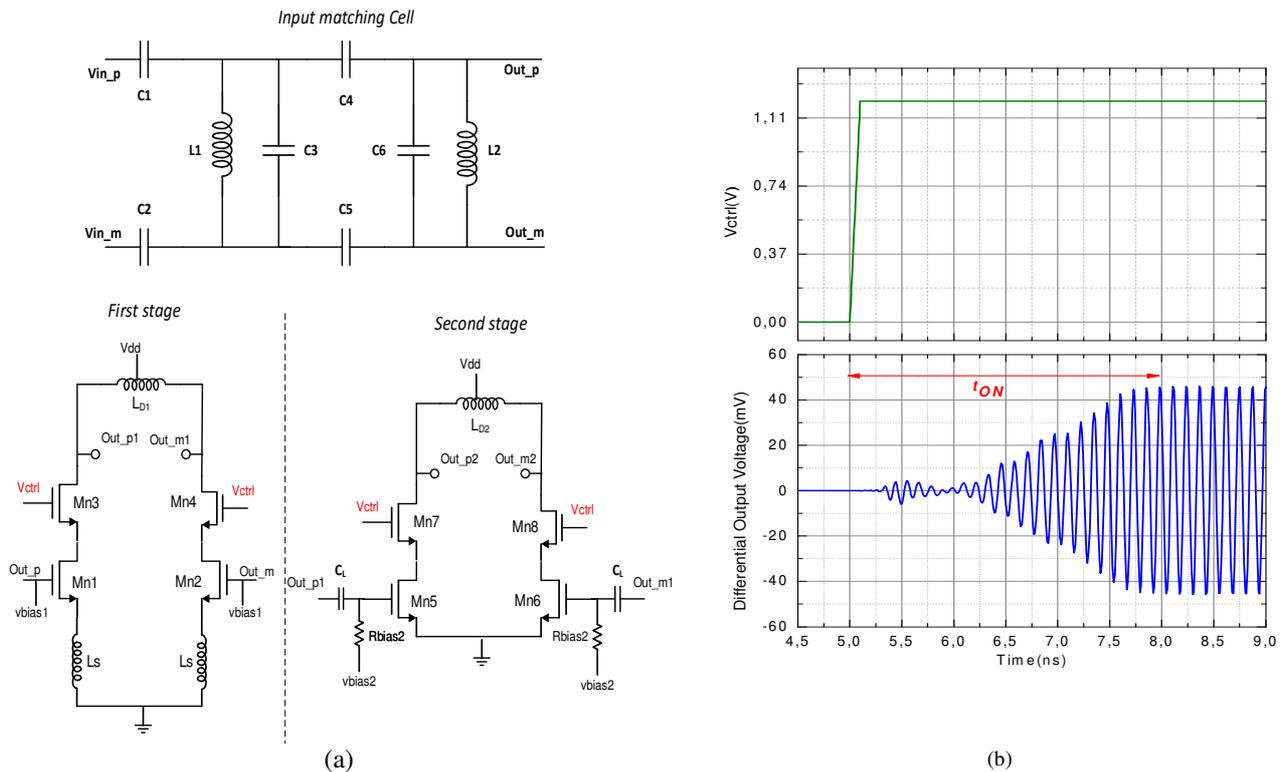


Figure 8. Schéma électrique du LNA (a) et estimation de son temps de démarrage par simulation (b).

Conclusion

En raison de la nature discontinue des communications basées sur la radio impulsionnelle, il apparaît que plus le débit de transmission des données est élevé et plus les émetteurs et récepteurs utilisés peuvent être économes en énergie. De ce fait, la radio impulsionnelle paraît bien adaptée aux applications à courte portée notamment lorsque des débits élevés sont requis. Cependant, devant le nombre d'applications nécessitant uniquement des débits de quelques octets par seconde ou moins, l'implémentation de techniques permettant la minimisation de la consommation devient alors primordiale en radio impulsionnelle. En effet, ces techniques permettent de réduire considérablement la partie statique de la consommation et ainsi, de faire tendre un système vers son efficacité énergétique maximale constatée normalement qu'en haut débit. Pour ce faire, des stratégies de conception côté émetteur ainsi que des systèmes de minimisation de la consommation côté récepteur ont été proposées, puis leur efficacité a été démontrée sur des circuits existants.

Références bibliographiques

- [1] M.H. Nazari, M. Mujeeb-U-Rahman and A. Scherer, "An implantable continuous glucose monitoring microsystem in 0.18 μ m CMOS," Symposium on VLSI Circuits, pp. 1-2, 2014.
- [2] S. Radiom, M. Baghaej-Nejad, G. Vandenbosch, L.R. Zheng and G. Gielen, "Far-field RF powering system for RFID and implantable devices with monolithically integrated on-chip antenna," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC, pp. 113-116, 2010.
- [3] M. Vidojkovic, X. Huang, P. Harpe, S. Rampu, C. Zhou, L. Huang, J. van de Molengraft, K. Imamura, B. Busze, F. Bouwens, M. Konijnenburg, J. Santana, A. Breeschoten, J. Huisken, K. Philips, G. Dolmans and H. de Groot, "A 2.4 GHz ULP OOK Single-Chip Transceiver for Healthcare Applications," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 5, no. 6, pp. 523-534, December 2011.
- [4] G. Devita, A.C.W Wong, M. Dawkins, K. Glaros, U. Kiani, F. Lauria, V. Madaka, O. Omeni, J. Schiff, A. Vasudevan, L. Whitaker, S. Yu and A. Burdett, "A 5mW multi-standard Bluetooth LE/IEEE 802.15.6 SoC for WBAN applications," European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC, pp. 283-286, 2014.
- [5] Nordic Semiconductor, "nRF51822 SoC for Bluetooth low energy and 2.4GHz ultra low-power wireless applications", Dec. 2013 [Online]. Available: www.nordicsemi.com

- [6] O. Ramos Sparrow, R. Vauche, N. Dehaese, S. Bourdel, J. Gaubert, I. Ben Amor, E. Muhr, P. Losco and O. Fourquin, "High rate UWB CMOS transceiver chipset for WBAN and biomedical applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 81, no. 1, pp. 215-227, July 2014.
- [7] R.K. Dokania, X.Y. Wang, S.G. Tallur and A.B. Apsel, "A Low Power Impulse Radio Design for Body-Area-Networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 58, no. 7, pp. 1458-1469, July 2011.
- [8] S. Soldà, M. Caruso, A. Bevilacqua, A. Gerosa, D. Vogrig and A. Neviani, "A 5 Mb/s UWB-IR Transceiver Front-End for Wireless Sensor Networks in 0.13 μ m CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1636-1647, July 2011.
- [9] D. Morche, G. Masson, S. de Rivaz, F. Dehmas, S. Paquelet, A. Bisiaux, O. Fourquin, J. Gaubert and S. Bourdel, "Double-Quadrature UWB Receiver for Wide-Range Localization Applications With Sub-cm Ranging Precision," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 10, pp. 2351-2362, October 2013.
- [10] R. Vauche, E. Muhr, N. Tall, A. Haloua S. Bourdel, J. Gaubert, N. Dehaese, H. Barthelemy, "Ultra-WideBand Voltage Controlled Oscillator with Commutable Phases for BPSK Implementation," *IEEE New Circuits and Systems Conference, NEWCAS*, in press, 2015.
- [11] R. Vauche, S. Bourdel, N. Dehaese, J. Gaubert, O. Ramos Sparrow, E. Muhr and H. Barthelemy, "High efficiency UWB pulse generator for ultra-low-power applications," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, March 2015 [Online]. Available: CJO2015.
- [12] N. M. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey, "A 52 μ W wake-up receiver with -72 dBm sensitivity using an uncertain-IF architecture," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 1, pp. 269-280, Jan. 2009.
- [13] F. Lee and A. Chandrakasan, "A 2.5 nJ/bit 0.65V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS," *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. 42, no.12, pp.2851-2859, December 2007.
- [14] R. Dokania, X. Wang, S. Tallur, C.Dorta-Quinones and A. Apsel, "An Ultralow-Power Dual-Band UWB Impulse Radio," *IEEE Transactions On Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 7, pp. 541-545, June 2010.
- [15] B. Vignanam and P. Kinget, "A Self-Duty-Cycled and Synchronized UWB Pulse-Radio Receiver SoC With Automatic Threshold-Recovery Based Demodulation", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 3, pp.581-594, March 2014.
- [16] FCC, "Code of Federal Regulations," Title 47, Part 15, 2009.
- [17] A. T. Phan, J. Lee, V. Krizhanovskii, Q. Le, S. K. Han, S. G. Lee, "Energy-Efficient Low-Complexity CMOS Pulse Generator for Multiband UWB Impulse Radio"; *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*; Volume 55, Issue 11, Dec. 2008 Page(s):3552-3563.
- [18] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, N. & H. Barthelemy, "A 9-pJ/Pulse 1.42-Vpp OOK CMOS UWB Pulse Generator for the 3.1-10.6-GHz FCC Band", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2010.
- [19] P. Mercier, D. C. Daly, and A. P. Chandrakasan, "An Energy-Efficient All-Digital UWB Transmitter Employing Dual Capacitively-Coupled Pulse-Shaping Drivers" *IEEE Journal of Solid State Circuit*, vol. 44, no. 6, June 2009.
- [20] R.K. Dokania, X.Y. Wang, C.I. Dorta-Quinones, W. Godycki, S.G. Tallur, A. Apsel, "A 6 μ W, 100 kbps, 3-5 GHz, UWB impulse radio transmitter", in *ACM/IEEE Int. Symp. on Low-Power Electronics and Design (ISLPED)*, 2010, 91-94.
- [21] Benamor I., Tall N., Dehaese N., Gaubert J., Bourdel S., Vauche R., Ramos Sparrow O., Meillere S. " A Fully Differential 7.2-8.5GHz LNA for a Self Synchronized and Duty-Cycled UWB OOK Receiver", *Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)* , Montreal, Canada, pp. 1-5, October 2015.
- [22] Tall N., Dehaese N., Bourdel S., Fourquin O., Vauché R., Gaubert J. "Low-Power Clock and Data Recovery Circuit for IR-UWB Receiver Power Management", *Proceedings of the 9th IEEE International Multi-Conference on Systems, Circuits and Devices (SSD)*, Chemnitz, Germany, pp. 1-6, March 2012.